

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: David MOTTIER

SERIAL NO: NEW APPLICATION

FILED: HEREWITH

FOR: MULTI-USER DETECTION METHOD

GAU:

EXAMINER:



REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
France	0011906	September 14, 2000

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
(B) Application Serial No.(s)
 - ☐ are submitted herewith
 - ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913

C. Irvin McClelland
Registration Number 21,124



22850

THIS PAGE BLANK (USPTO)

Best Available Copy



BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 22 MARS 2001

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

**CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT**

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04

THIS PAGE BLANK (USPTO)

INPIINSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION**CERTIFICAT D'UTILITÉ**

Code de la propriété intellectuelle – Livre VI

cerfa

N°11354*01

REQUETE EN DELIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 540W/260899

REMISE DES PIÈCES DATE 14/9/00		Réservé à l'INPI		1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE A QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE	
LIEU 99		N° ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI 0011906		Monsieur MAILLET Alain CABINET LE GUEN ET MAILLET BREVETS - MARQUES - MODÈLES 5, Place Newquay - BP 70250 35802 DINARD CEDEX	
DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI 14 SEP. 2000					
Vos références pour ce dossier : 7516					
Confirmation d'un dépôt par télécopie		<input checked="" type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie			
2 NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes			
Demande de brevet		<input checked="" type="checkbox"/>			
Demande de certificat d'utilité		<input type="checkbox"/>			
Demande divisionnaire		<input type="checkbox"/>			
Demande de brevet initiale		N°		Date	
Ou demande de certificat d'utilité initiale		N°		Date	
Transformation d'une demande de Brevet européen		<input type="checkbox"/>		Date	
Demande de brevet initiale		N°		Date	
3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)					
Méthode de détection multi-utilisateur					
4 DECLARATION DE PRIORITE OU REQUETE DU BENEFICE DE LA DATE DE DEPOT D'UNE DEMANDE ANTERIEURE FRANCAISE		Pays ou organisation Date N° Pays ou organisation Date N° Pays ou organisation Date N° <input type="checkbox"/> s'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé "Suite"			
5 DEMANDEUR		<input type="checkbox"/> s'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé "suite"			
Nom ou dénomination social		MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V.			
Prénoms					
Forme Juridique		SARL de droit néerlandais			
N° SIREN					
Code APE-NAF					
Adresse	Rue	Keienbergweg 58 1101 AG AMSTERDAM ZUIDOOST			
	Code postal et ville				
Pays		PAYS BAS			
Nationalité		Néerlandaise			
N° de téléphone (facultatif)					
N° de télécopie (facultatif)					
Adresse électronique (facultatif)					

**BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITE**

REQUETE EN DELIVRANCE 2/2

REMISE DES PIÈCES DATE <u>11/9/03</u> Réserve à l'INPI			
LIEU <u>99</u>			
N° ENREGISTREMENT 0011906			
NATIONAL ATTRIBUE PAR L'INPI			
		DB 540W/260899	
Vos références pour ce dossier : <i>(facultatif)</i>		7516	
⑥ MANDATAIRE			
Nom		MAILLET	
Prénom		Alain	
Cabinet ou Société		Cabinet LE GUEN & MAILLET	
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel			
Adresse	Rue	38, rue Levassasseur BP 91	
	Code postal et ville	35802	DINARD Cedex
N° de téléphone <i>(facultatif)</i>		02 99 46 55 19	
N° de télécopie <i>(facultatif)</i>		02 99 46 41 80	
Adresse électronique <i>(facultatif)</i>		leguen.maillet@wanadoo.fr	
⑦ INVENTEUR (S)			
Les inventeurs sont les demandeurs		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur (s) séparée	
⑧ RAPPORT DE RECHERCHE			
Etablissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation) <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance		Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input type="checkbox"/> Non	
⑨ REDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES		Uniquement pour les personnes physiques. <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention (joindre un avis de non-imposition) <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt (joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence) :	
Si vous avez utilisé l'imprimé "suite", Indiquez le nombre de pages jointes			
⑩ SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		VISA DE LA PREFECTURE A. PAGNIER L'INPI	
 A. MAILLET 92 3036			

INPIINSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

DEPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cédex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

**BREVET D'INVENTION
CERTIFICAT D'UTILITÉ**

Code de la propriété intellectuelle – Livre VI

cerfa

N°11235*02

DESIGNATION DE L'INVENTEUR (S) Page N° .../...

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W/260899

Vos références pour ce dossier (facultatif)		7516	
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL			
00.11906			
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)			
Méthode de détection multi-utilisateur			
LE(S) DEMANDEUR(S) : MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V. Keienbergweg 58 1101 AG AMSTERDAM ZUIDOOST PAYS BAS			
DESIGNE (NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite "page N°1/1" S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages).			
Nom		MOTTIER	
Prénoms		David	
Adresse	Rue	Immeuble Germanium 80, avenue des Buttes de Coësmes	
	Code postal et ville	35700	RENNES
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)			
A. MAILLET 92 3036			



La présente invention concerne de manière générale une méthode de détection multi-utilisateur (Multi User Detection ou MUD). Plus précisément, la présente invention a trait à une méthode itérative d'élimination de l'interférence entre utilisateurs (Multiple Access Interference ou MAI). La présente invention s'applique
5 plus particulièrement à la téléphonie mobile en mode DS-CDMA (Direct Sequence - Code Division Multiple Access) c'est-à-dire à la téléphonie mobile utilisant un mode d'accès à répartition par codes avec étalement spectral par séquences directes.

Dans un système de téléphonie mobile DS-CDMA, la séparation des différents utilisateurs se fait en multipliant chaque symbole de l'utilisateur par une séquence
10 d'étalement qui lui est propre, encore appelée pour cette raison signature de l'utilisateur, les différentes signatures étant idéalement choisies orthogonales. La fréquence de séquence d'étalement (chip rate) étant supérieure à la fréquence des symboles, le signal transmis par chaque utilisateur est distribué (ou étalé) dans l'espace des fréquences. A la réception, la séparation du signal d'un utilisateur est
15 réalisée grâce à un filtrage adapté à la signature correspondante. Ce filtrage est également appelé « désétalement » (de-spreading). Le rapport entre la bande occupée par le signal étalé et la bande occupée par le signal d'information est appelé facteur d'étalement.

Les signatures employées doivent présenter des bonnes propriétés de corrélation
20 à savoir un pic d'auto-corrélation très prononcé et de faibles valeurs d'inter-corrélation.

La première de ces deux caractéristiques permet la synchronisation de la séquence reçue. Elle est très utile lorsque le canal de transmission d'un utilisateur comporte plusieurs trajets de propagation. En effet, chaque trajet peut alors être isolé
25 grâce à un filtrage adapté à la signature et au retard du trajet. On peut tirer parti de la diversité de propagation au sein du canal pour augmenter le rapport signal à bruit en réception. Pour ce faire, on utilise un banc de filtres adaptés séparant les différents trajets et on en combine les sorties. La combinaison la plus répandue est le MRC (*Maximum Ratio Combining*), qui consiste à multiplier le signal en sortie de chaque
30 filtre adapté par le conjugué du coefficient multiplicatif complexe introduit par le canal sur le trajet concerné. L'opération de filtrage résultante est un filtrage adapté au filtre équivalent du canal. De par sa structure, le récepteur ainsi constitué est appelé récepteur en râteau ou récepteur Rake. Bien entendu, la séparation parfaite des trajets n'a lieu que si l'auto-corrélation est un Dirac. Dans la pratique cependant, la

séparation n'est pas complète et laisse subsister une interférence multi-trajet que l'on appelle encore bruit propre (*Self noise*). La Fig. 1 représente de manière schématique un système DS-CDMA avec K utilisateurs. Les données d'un utilisateur k sont étalées en fréquence par la signature correspondante dans le module 100_k avant d'être transmises sur un canal 110_k comportant P trajets. A la réception, pour un utilisateur k donné, les signaux s'étant propagés selon les différents trajets $p=1..P$ du canal sont séparés par des filtres adaptés $120_{k,1}...120_{k,P}$ (seule la batterie de filtres de l'utilisateur k a été représentée) avant d'être pondérés par un jeu de coefficients complexes $c_{k,p}$. Les signaux ainsi pondérés sont sommés (140_k) et la somme résultante en sortie du récepteur Rake est ultérieurement détectée pour fournir une estimation des données de l'utilisateur k . Dans le cas d'une liaison descendante (liaisons d'une station de base vers un terminal mobile) les canaux 1 à K sont identiques alors qu'ils diffèrent dans la liaison montante (liaisons de terminaux mobiles vers la station de base). Le premier cas peut, de ce point de vue, être considéré comme un cas particulier du second.

La seconde caractéristique énoncée plus haut garantit un faible niveau d'interférence entre deux utilisateurs distincts. Néanmoins, là aussi, en pratique, l'inter-corrélation entre deux signatures est rarement nulle. Cela est notamment le cas en situation dite d'éblouissement (*Near-far effect*) où un signal de forte puissance reçu d'un utilisateur perturbe la réception d'un signal de faible puissance provenant d'un autre utilisateur. D'autre part, lorsque le nombre d'utilisateurs est élevé, proche du facteur d'étalement, la somme des interférences des différents utilisateurs, faibles si on les prend isolément, peut avoir des effets très perturbateurs pour la détection.

Pour combattre l'interférence multi-utilisateur, plusieurs méthodes ont été proposées. On en trouvera une revue dans l'article de Simon Moshavi intitulé « Multi-user detection for DS-CDMA communications » paru dans IEEE Communications Magazine, Oct. 96, pages 124-136. Parmi les techniques multi-utilisateur existantes, les techniques d'élimination soustractive (Subtractive Interference Cancellation) présentent de bonnes performances pour une complexité de mise en œuvre raisonnable. L'idée générale en est simple : à partir d'une première détection en sortie de filtre adapté, on reconstruit par ré-étalement les contributions à l'interférence subie par les autres utilisateurs. On soustrait ensuite cette interférence au signal reçu pour fournir un signal épuré à une étape de détection ultérieure. Selon la manière dont la soustraction est effectuée, on distingue l'élimination parallèle (PIC pour *Parallel*

Interference Cancellation) et l'élimination série des interférences (SIC pour *Serial Interference Cancellation*).

Nous supposons tout d'abord que le signal de chaque utilisateur se propage suivant un seul trajet jusqu'au récepteur.

5 La méthode d'élimination parallèle est illustrée en Fig. 2: le signal reçu est filtré par une batterie de filtres adaptés ($200_1, 200_2, \dots, 200_k$), chaque filtre adapté étant relatif à un utilisateur donné. Après détection (210_k), les symboles estimés sont réévalés (220_k) spectralement au moyen de la signature de l'utilisateur en question avant d'être
10 filtrés par un filtre modélisant le canal de transmission (230_k). On dispose ainsi en sortie de (230_k) d'une estimation de la part contributive du signal reçu attribuable à l'utilisateur k . On soustrait (en (240_k)) du signal reçu la somme des parts contributives des autres utilisateurs pour obtenir un signal épuré $S_k^{(1)}$. Ce signal épuré peut directement faire l'objet d'une détection après désétalement ou bien le processus d'élimination peut être itéré. La détection étant de meilleure qualité à chaque itération,
15 on obtient alors, au fil des itérations successives, des signaux $S_k^{(i)}$ de mieux en mieux débarrassés de l'interférence multi-utilisateur.

La méthode d'élimination série est illustrée en Fig. 3 : les signaux reçus par les différents utilisateurs sont tout d'abord ordonnés par ordre de puissance décroissante, soit $1, \dots, K$. On procède alors par éliminations successives des parts contributives en
20 commençant par le signal de plus forte puissance. A cette fin, le détecteur SIC comporte une série d'étages en cascade, chacun éliminant l'interférence due à un utilisateur particulier. Le premier étage travaille sur le signal d'antenne et chaque étage ultérieur reçoit en entrée la sortie de l'étage précédent. Chaque étage comporte un filtre adapté (300_k), un détecteur (310_k), un module (320_k) de réétalement des
25 symboles, un filtre (330_k) modélisant le canal de transmission k et un soustracteur (340_k) éliminant la contribution due à l'utilisateur k . Chaque étage fournit également en sortie du détecteur (310_k) une décision sur le symbole reçu, \hat{S}_k et le processus d'élimination d'interférence prend fin au $K^{\text{ième}}$ étage.

30 Les techniques exposées ci-dessus s'appliquent bien à la situation simple où le canal de transmission d'un utilisateur comporte un seul trajet. Dans ce cas, le filtre modélisant le canal peut se limiter à la multiplication par un coefficient complexe. Lorsque les canaux sont multi-trajet, la situation est en revanche beaucoup plus complexe car il faut procéder à la fois à l'élimination de l'interférence multi-trajet et de l'interférence multi-utilisateur. Un détecteur itératif à élimination soustractive de

l'interférence multi-utilisateur en présence de trajets multiples a été proposé dans un article de M.C. Reed et al. intitulé « Iterative Multiuser detection using antenna arrays and FEC on multipath channels » publié dans IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, N°12, Dec.'99, pages 2082-2089. Chaque itération de la

5 détection comprend un filtrage adapté, une formation de voies et une combinaison de type Rake. La méthode proposée présuppose cependant que l'on détermine les coefficients d'atténuation, les rotations de phase ainsi que les directions d'arrivée de tous les trajets de tous les utilisateurs. Cette détermination est effectuée extérieurement au détecteur, préalablement à la séquence d'itérations et donc sur des

10 signaux perturbés par les interférences multi-utilisateur et multi-trajet. Il en résulte que l'élimination de ces interférences est nécessairement approximative.

Un premier but de l'invention est de proposer une méthode et un dispositif de détection qui permettent l'élimination de l'interférence multi-utilisateur en présence de canaux multi-trajet sans nécessiter un calcul explicite des coefficients

15 d'atténuation, rotations de phase et directions d'arrivée des trajets des différents utilisateurs.

Un second but de la présente invention est de proposer une méthode et un dispositif de détection qui améliorent l'élimination de l'interférence multi-utilisateur et multi-trajet.

20 L'objet de l'invention est définie par une méthode de détection multi-utilisateur avec élimination d'interférence entre utilisateurs, chaque utilisateur transmettant des données modulées sous forme de symboles sur un canal de transmission, chaque canal de transmission comprenant au moins un trajet de propagation et chaque trajet de propagation arrivant sur un réseau d'antennes de réception selon une direction

25 d'arrivée, la méthode comprenant au moins une séquence d'étapes pour chaque utilisateur, chaque séquence comprenant :

(a) une étape de réception décomposant chaque signal d'antenne en des signaux filtrés issus des différents trajets dudit utilisateur et combinant lesdits signaux filtrés au moyen d'une première pluralité de coefficients pour former une

30 estimation du signal transmis par l'utilisateur ;

(b) une étape d'estimation de la contribution de l'utilisateur aux signaux reçus par les différentes antennes à partir de ladite estimation du signal transmis et d'une seconde pluralité de coefficients obtenus à partir de ladite première pluralité de coefficients ;

(c) une étape d'élimination d'interférence des signaux d'antennes épurés ;
 les signaux d'antennes épurés fournis par au moins une première séquence
 étant utilisés comme signaux d'antennes par au moins une seconde séquence.

Selon un premier mode de réalisation, la première pluralité de coefficients
 5 comprend un premier jeu de coefficients complexes et un second jeu de coefficients
 complexes et que les signaux filtrés sont soumis à une étape de formation de voie
 pour former des signaux de trajets au moyen dudit premier jeu, lesdits signaux de
 trajets étant ensuite linéairement combinés au moyen dudit second jeu pour fournir
 ladite estimation du signal transmis, les coefficients dudit premier jeu étant adaptés
 10 de manière à minimiser une pluralité de premiers signaux d'erreur entre une valeur
 de consigne du signal transmis et lesdits signaux de trajets, les coefficients dudit
 second jeu étant adaptés de manière à minimiser un second signal d'erreur entre
 ladite estimation et ladite valeur de consigne.

Selon une caractéristique de l'invention, ladite seconde pluralité de coefficients
 15 comprend un premier jeu de coefficients complexes et un second jeu de coefficients
 complexes, les coefficients dudit premier jeu de la seconde pluralité étant obtenus à
 partir des arguments des coefficients du premier jeu de la première pluralité et les
 coefficients dudit second jeu de la seconde pluralité étant obtenus à partir des
 coefficients dudit second jeu de la première pluralité.

20 Avantageusement, les coefficients dudit premier jeu de la seconde pluralité sont
 obtenus à partir d'une régression linéaire sur les arguments des coefficients du premier
 jeu de la première pluralité.

Selon un second mode de réalisation de l'invention, la première pluralité de
 coefficients est constituée par un jeu de coefficients complexes et les signaux filtrés
 25 sont linéairement combinés au moyen dudit jeu pour fournir ladite estimation du
 signal transmis, les coefficients dudit jeu étant adaptés de manière à minimiser un
 signal d'erreur entre ladite estimation et une valeur de consigne.

Selon une caractéristique de l'invention, ladite seconde pluralité $(w_{i,k}, u_{i,k})$ de
 coefficients comprend un premier jeu de coefficients complexes $(w_{i,k})$ et un second
 30 jeu de coefficients complexes $(u_{i,k})$, les coefficients $(u_{i,k})$ dudit second jeu de la
 seconde pluralité étant obtenus par : $u_{i,k} = g_{i,k} / g_k$ où $g_{i,k}$ est une estimation de la norme

du sous-vecteur $\bar{\mathbf{b}}_{i,k} = \begin{pmatrix} b_{1,i,k} \\ b_{2,i,k} \\ \vdots \\ b_{L,i,k} \end{pmatrix}$, L étant le nombre d'antennes du réseau, et où g_k est une

moyenne des $g_{i,k}$ sur les différents trajets, les coefficients ($w_{i,j,k}$) dudit premier jeu de la seconde pluralité étant obtenus à partir des arguments des coefficients ($b_{i,j,k}$) dudit jeu de la première pluralité.

5 Selon une première variante de l'invention, pour un utilisateur donné, l'interférence est éliminée en soustrayant aux signaux d'antennes les contributions de tous les autres utilisateurs.

Avantageusement, chaque séquence comprend une étape d'estimation des symboles transmis à partir de l'estimation du signal transmis pour obtenir des premiers symboles estimés, une étape de démodulation des premiers symboles
10 estimés pour obtenir des données estimées, une étape de décodage canal desdites données estimées suivi d'un recodage canal et d'une remodulation pour obtenir des seconds symboles estimés.

Selon une seconde variante de l'invention, les utilisateurs sont classés par ordre de puissance reçue et que l'interférence est éliminée en soustrayant l'une après
15 l'autre les contributions des différents utilisateurs en commençant par les utilisateurs de plus fortes puissances reçues.

Avantageusement, les estimations des signaux transmis des utilisateurs étant considérées comme un vecteur d'estimations à K composantes où K est le nombre d'utilisateurs, ledit vecteur est soumis à un filtrage matriciel transverse .

20 En outre, les symboles estimés des utilisateurs étant considérés comme un vecteur de symboles à K composantes, ledit vecteur de symboles pourra être soumis à un filtrage matriciel postcurseur et la sortie de ce filtrage est soustraite, vecteur à vecteur, à la sortie du filtrage matriciel transverse .

L'invention est également définie par un dispositif de détection multi-
25 utilisateur comprenant des moyens adaptés à mettre en œuvre la méthode exposée ci-dessus.

Les caractéristiques de l'invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres, apparaîtront plus clairement à la lecture de la description faite en relation avec les figures jointes, parmi lesquelles :

30 La Fig. 1 représente de manière schématique un système de télécommunication DS-CDMA ;

La Fig. 2 représente de manière schématique un dispositif de détection multi-utilisateur de type PIC;

La Fig. 3 représente de manière schématique un dispositif de détection multi-utilisateur de type SIC ;

La Fig. 4 représente un premier récepteur de type Rake utile au dispositif selon l'invention ;

5 La Fig. 5 représente un second récepteur de type Rake utile au dispositif selon l'invention ;

La Fig. 6 représente un dispositif de détection multi-utilisateur selon un premier mode de réalisation de l'invention ;

10 La Fig. 7 représente un dispositif de détection multi-utilisateur selon un second mode de réalisation de l'invention ;

La Fig. 8a représente un dispositif de détection multi-utilisateur selon un troisième mode de réalisation de l'invention ;

La Fig. 8b représente de manière équivalente un dispositif de détection multi-utilisateur selon le troisième mode de réalisation de l'invention ;

15 La Fig. 9 représente un dispositif de détection multi-utilisateur selon un quatrième mode de réalisation de l'invention.

L'idée générale à la base de l'invention est de proposer une méthode adaptative de réception de type Rake, imbriquée dans un processus de détection multi-utilisateur. Le processus de réjection d'interférence bénéficie d'une précision accrue grâce à
20 l'estimation des contributions respectives des différents utilisateurs dans le signal reçu. Réciproquement, le processus d'adaptation des coefficients complexes utilisés dans la méthode de réception de type Rake bénéficie de la réjection de l'interférence multi-utilisateur en opérant sur des signaux épurés.

25 Selon une première variante, l'invention utilise un récepteur de type Rake tel qu'illustré en Fig. 4.

Le récepteur représenté est dédié à la réception des symboles transmis par un utilisateur k . Le système comporte L antennes représentées schématiquement par le bloc (400). Chacun des L signaux d'antennes est ensuite corrélé par une batterie de P filtres adaptés où P est le nombre de trajets de propagation du canal, chaque filtre
30 étant adapté à un trajet i donné. L'ensemble des $L.P$ filtres adaptés est schématisé par le bloc (410_k).

Si l'on note $x_{\ell,j,k}$ la contribution reçue par l'antenne ℓ , $\ell=1,\dots,L$ attribuable à un trajet i , $i=1..P$ du canal k , $k=1..K$ on peut écrire:

$$x_{\ell,i,k}(t) = \alpha_{\ell,i,k}(t) \cdot e^{j\xi_{\ell,i,k}(t)} \cdot s_k(t) + n_{\ell,i,k}(t) \quad (1)$$

avec

$$\xi_{\ell,i,k}(t) = \nu_{i,k}(t) + (\ell-1) \cdot \varphi_{i,k}(t) = \nu_{i,k}(t) + 2\pi \frac{d}{\lambda} (\ell-1) \cos(\theta_{i,k}(t)) \quad (2)$$

5 où $s_k(t)$ est le symbole émis par l'utilisateur k , $n_{\ell,i,k}(t)$ est le bruit supposé blanc additif gaussien au niveau de l'antenne ℓ pour le trajet i de l'utilisateur k , incluant le bruit thermique, l'interférence multi-trajet et l'interférence multi-utilisateur, d est le pas du réseau et λ est la longueur d'onde.

10 La propagation suivant le trajet i d'un signal émis par utilisateur k peut ainsi être modélisée par un coefficient d'atténuation $\alpha_{\ell,i,k}(t)$ et une rotation de phase $\nu_{i,k}(t)$. Le déphasage total $\xi_{\ell,i,k}(t)$ résulte d'une part de la rotation de phase $\nu_{i,k}(t)$ induite sur le trajet i et d'autre part de la différence de marche entre l'antenne ℓ et l'antenne de référence 1 sous l'angle d'arrivée $\theta_{i,k}(t)$.

15 Les $L \cdot P$ filtres adaptés fournissent les signaux $x_{\ell,i,k}$, $\ell=1..L$, $i=1..P$, les signaux issus des filtres adaptés à un même trajet i étant dirigés vers un formateur de voie associé à ce trajet. Les P formateurs de voies sont représentés sous forme d'un seul bloc (420_k). Les signaux de sortie des formateurs de voie, $y_{i,k}$, s'écrivent :

$$y_{i,k} = \sum_{\ell=1}^L x_{\ell,i,k} \cdot b_{\ell,i,k} \quad (3)$$

20 où $b_{\ell,i,k}$ sont des coefficients de pondérations complexes. L'opération (3) peut encore s'écrire de manière équivalente sous la forme vectorielle suivante:

$$y_{i,k}(t) = \bar{\mathbf{b}}_{i,k}(t)^T \cdot \bar{\mathbf{x}}_{i,k}(t) = (b_{1,i,k}(t) b_{2,i,k}(t) \cdots b_{L,i,k}(t)) \begin{pmatrix} x_{1,i,k}(t) \\ x_{2,i,k}(t) \\ \vdots \\ x_{L,i,k}(t) \end{pmatrix} \quad (3')$$

où $b_{\ell,i,k}(t) = \alpha_{\ell,i,k} \cdot \exp(-j\psi_{\ell,i,k})$ avec $\ell = (1, \dots, L)$

25 Dans un deuxième temps, les signaux de sortie, $y_{i,k}$, c'est-à-dire les différents trajets du signal de l'utilisateur k sont combinés par le module (440_k) pour fournir un signal de combinaison z_k . Le signal de combinaison z_k peut alors s'écrire:

$$z_k(t) = \bar{\mathbf{c}}_k(t)^T \cdot \bar{\mathbf{y}}_k(t) = (c_{1,k}(t) c_{2,k}(t) \cdots c_{P,k}(t)) \begin{pmatrix} y_{1,k}(t) \\ y_{2,k}(t) \\ \vdots \\ y_{P,k}(t) \end{pmatrix} \quad (4)$$

où $c_{i,k}(t) = \rho_{i,k} \exp(-\zeta_{i,k})$ avec $i = (1, \dots, P)$ sont des coefficients de pondération complexes.

Les coefficients $b_{\ell,i,k}$ sont adaptés de manière à minimiser, en moyenne quadratique les signaux d'erreurs exprimés par :

$$\varepsilon'_{i,k}(t) = q'_{i,k}(t) - y_{i,k}(t) \quad (5)$$

De même, les coefficients $c_{i,k}$ sont adaptés de manière à minimiser, en moyenne quadratique, les signaux d'erreurs exprimés par :

$$\varepsilon''_k(t) = q''_k(t) - z_k(t) \quad (6)$$

où $q'_{i,k}(t)$ et $q''_k(t)$ sont des valeurs de consigne correspondant aux observations en sortie de (420_k) et (440_k) respectivement. Les valeurs de consigne $q'_{i,k}(t)$ et $q''_k(t)$ sont choisies égales :

$q'_{i,k}(t) = q''_k(t) = q_k(t)$ où $q_k(t)$ est une valeur de consigne commune qui ne dépend pas du trajet i .

Pour adapter les coefficients $b_{\ell,i,k}$ et $c_{i,k}$, on peut utiliser comme valeur de consigne commune $q_k(t)$, soit directement des symboles pilotes $p_k(t)$, soit des symboles estimés, avant ou après décodage canal, comme on le verra plus loin. Les deux possibilités de valeurs de consigne peuvent également se succéder, l'adaptation des coefficients $b_{\ell,i,k}$ et $c_{i,k}$ débutant alors avec des symboles pilotes et se poursuivant avec des symboles estimés.

Quoi qu'il en soit, au cours de l'adaptation, les coefficients sont modifiés de manière à minimiser les valeurs moyennes $E(|\varepsilon'_{i,k}|^2)$ et $E(|\varepsilon''_k|^2)$. Du fait de la rétroaction du signal d'erreur $\varepsilon'_{i,k}$, les valeurs $\psi_{\ell,i,k}$ convergent progressivement vers les valeurs $v_{i,k} + (\ell-1)\varphi_{i,k}$ et compensent par conséquent les déphasages dus au canal et aux différences de marche entre antennes. Il en résulte que les formateurs de voies ne se contentent pas de former des faisceaux dans les directions des différents trajets mais compensent également, au moins partiellement, les rotations de phase induites par les différents trajets. Un tel type de formateur de voie sera désigné par la suite « formateur de voie à pré-compensation de phase ». Le module (440_k) effectue ensuite une combinaison sur les signaux de trajets pré-compensés en phase issus des formateurs de voies et corrige les reliquats de déphasage.

L'algorithme d'adaptation des coefficients est fondé sur une minimisation, en moyenne quadratique d'un signal d'erreur. De nombreux algorithmes ont été proposés à cette fin dans la littérature et l'on pourra en trouver une description des principaux dans l'article de revue de L.C. Godara intitulé « Application of antenna arrays to

mobile communications, Part II : Beam-forming and direction-of-arrival considerations publié dans Proceedings of the IEEE, Vol. 85, N° 8, August '97, pages 1195-1245.

Par exemple, on pourra utiliser un algorithme de type LMS (Least Mean Square) ou bien un algorithme de type RLS (Recursive Least Square) comme exposé dans la demande française intitulée « Récepteur CDMA adaptatif bi-modulaire » déposée au nom de la demanderesse.

Le récepteur décrit ci-dessus sera désigné par la suite comme « récepteur de premier type ».

Selon une seconde variante, l'invention utilise un récepteur de type Rake tel qu'illustré en Fig. 5.

Le récepteur représenté est dédié à la réception des symboles transmis sur un canal k . Le système comporte L antennes représentées schématiquement par le bloc (500). Chacun des L signaux d'antennes est ensuite corrélé par une batterie de P filtres adaptés où P est le nombre de trajets de propagation du canal, chaque filtre étant adapté à un trajet i . L'ensemble des $L \cdot P$ filtres adaptés est schématisé par le bloc (510_k), les $L \cdot P$ signaux de sortie, $x_{\ell,i,k}$, $\ell=1..L$, $i=1..P$ des filtres adaptés étant transmis vers un module combinant linéairement ces signaux de sortie par des coefficients complexes $b_{\ell,i,k}$ représenté par le bloc (520_k) pour fournir un signal de combinaison z_k . Le module de combinaison (520_k) effectue les opérations suivantes :

$$z_k = \sum_{i=1}^P \sum_{\ell=1}^L x_{\ell,i,k} \cdot b_{\ell,i,k} \quad (7)$$

où les $b_{\ell,i,k}(t) = a_{\ell,i,k} \cdot \exp(-j\psi_{\ell,i,k})$ avec $\ell=1, \dots, L$, $i=1..P$, sont des coefficients de pondération complexes. L'équation (4) s'écrit de manière équivalente :

$$z_k(t) = \bar{\mathbf{b}}_k(t)^T \cdot \bar{\mathbf{x}}_k(t) = (b_{1,1,k}(t) b_{2,1,k}(t) \cdot b_{L,1,k}(t) \dots b_{1,P,k}(t) b_{2,P,k}(t) \cdot b_{L,P,k}(t)) \begin{pmatrix} x_{1,1,k}(t) \\ x_{2,1,k}(t) \\ \vdots \\ x_{L,1,k}(t) \\ x_{1,P,k}(t) \\ \vdots \\ x_{L,P,k}(t) \end{pmatrix} \quad (7')$$

Les coefficients $b_{\ell,i,k}$ sont adaptés de manière à minimiser, en moyenne quadratique, le signal d'erreur exprimé par:

$$\varepsilon_k(t) = q_k(t) - z_k(t) \quad (8)$$

où $q_k(t)$ est une valeur de consigne correspondant au signal observé $z_k(t)$.

Pour adapter les coefficients $b_{\ell,i,k}$ on peut utiliser comme valeur de consigne, soit directement des symboles pilotes $p_k(t)$, soit des symboles estimés, avant ou après
 5 décodage canal, comme on le verra plus loin. Les deux possibilités de valeurs de consigne peuvent également se succéder, l'adaptation des coefficients $b_{\ell,i,k}$ débutant alors avec des symboles pilotes et se poursuivant avec des symboles estimés.

Au cours de l'adaptation, les coefficients $b_{\ell,i,k}$ sont modifiés de manière à minimiser la valeur moyenne $E(|\varepsilon_k|^2)$. Du fait de la rétroaction du signal d'erreur ε_k ,
 10 les valeurs $\psi_{\ell,i,k}$ convergent progressivement vers les valeurs $v_{\ell,i,k} + (\ell-1)\phi_{\ell,i,k}$ et compensent par conséquent les déphasages dus au canal et aux différences de marche entre antennes. Il en résulte que le module (520_k) effectue à la fois une formation de voies et une compensation des rotations de phase induites par les différents trajets. En outre, le module (520_k) effectue une pondération réelle des contributions des différents
 15 trajets de chaque utilisateur.

L'algorithme d'adaptation pourra être, là aussi, un algorithme de type LMS (Least Mean Square) ou bien un algorithme de type RLS (Recursive Least Square) comme exposé dans la demande française intitulée « Récepteur CDMA adaptatif uni-modulaire » déposée au nom de la demanderesse.

20 Le récepteur décrit ci-dessus sera désigné par la suite comme « récepteur de second type ».

La Fig. 6 représente un dispositif de détection multi-utilisateur selon un premier exemple de réalisation de l'invention. L'interférence multi-utilisateur y est éliminée selon un mode parallèle.

25 Les sorties des antennes 1..L du réseau sont toutes reliées à une batterie de récepteurs (600₁...600_K) du premier type ou du second type, tels qu'illustrés respectivement en Figs. 4 et 5. Les signaux obtenus en sortie de ces récepteurs sont ensuite soumis à une séquence d'étapes de traitement. Cette séquence comprend tout d'abord une étape de décision (610₁...610_K) fournissant sous forme souple ou dure
 30 une estimation des symboles transmis par les différents utilisateurs, soit $\hat{s}_k(t)$. Si les décisions sur les symboles prises en (610_k) sont à valeurs souples, les symboles estimés $\hat{s}_k(t)$ s'expriment comme une pondération de symboles de la constellation par leurs probabilités a posteriori respectives. Si les décisions sur les symboles prises en (610_k) sont à valeurs dures, les symboles estimés $\hat{s}_k(t)$ résultent d'un seuillage du

signal observé $z_k(t)$ suivi, éventuellement, d'une pondération par un facteur déterminé a priori. Les symboles estimés sont ensuite démodulés ($620_1, \dots, 620_K$) pour fournir des données estimées $\hat{d}_k(t)$. Les données estimées sont soumises à une étape de désentrelacement et de décodage canal ($630_1, \dots, 630_K$) puis recodées et entrelacées à nouveau ($640_1, \dots, 640_K$) pour fournir une estimation plus fiable des données codées. 5 Avantageusement, l'opération de décodage est effectuée au moyen d'un décodage à entrées et à sorties souples (SISO pour Soft Input Soft Output). Il est à noter que le recodage n'est pas nécessaire si l'on récupère directement les données encodées en sortie de décodage. Par exemple, si l'on utilise en ($630_1, \dots, 630_K$) un algorithme de type SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) les données codées peuvent être 10 récupérées directement le long du chemin de maximum de vraisemblance. Les données nouvellement estimées $\hat{d}_k(t)$ sont remodulées (650_k) et les symboles obtenus, $\hat{s}'_k(t)$, sont rééchantillonnés spectralement (660_k) par la signature de l'utilisateur k . Bien entendu, si le décodage utilisé est à valeurs souples, la remodulation est également 15 « souple » au sens où elle fournit des symboles résultant de la pondération de symboles de la constellation, pondérés par leurs probabilités a posteriori respectives. Chaque symbole rééchantillonné $\hat{s}'_k(t)$ est ensuite filtré par un filtre (670_k), dont la fonction sera explicitée plus loin, ayant pour rôle de modéliser l'effet du canal de transmission k et des différences de marche entre antennes. On dispose ainsi en sortie du filtre 20 (670_k) d'une estimation de la « contribution » de l'utilisateur k aux L signaux d'antennes, ladite contribution se présentant sous la forme d'un L-uplet de signaux $(x_{\ell,k})_{\ell=1..L}$.

On retranche ensuite en (680_k), pour chaque utilisateur k , au L-uplet de signaux (x_{ℓ}) reçus par les L antennes, le L-uplet $(\sum_{k \neq k} x_{\ell,k})$ pour éliminer la contribution due 25 aux autres utilisateurs. On obtient ainsi K L-uplets de signaux d'antennes partiellement débarrassés de l'interférence multi-utilisateur. Le processus d'élimination peut être itéré en répétant la séquence (600_k)..(670_k) à partir de ces signaux et en retranchant à chaque fin d'itération, aux signaux (x_{ℓ}) reçus par les antennes, les contributions nouvellement calculées. Chaque séquence d'un utilisateur 30 de la seconde itération et des itérations suivantes opère sur un jeu (L-uplet) de signaux d'antennes dont les contributions des autres utilisateurs ont été éliminées à l'itération précédente. L'estimation des symboles transmis par les différents utilisateurs gagne ainsi en fiabilité au fil des itérations.

Il est à noter que les opérations de démodulation, désentrelacement, décodage/codage canal, entrelacement et remodulation sont optionnelles (les blocs 620_k, 630_k, 640_k, 650_k sont alors absents). Le rééchantillonnage spectral peut s'appliquer directement au symbole estimé $\hat{s}_k(t)$. Toutefois, l'utilisation d'un décodage canal
 5 (avec bien entendu codage canal correspondant à l'émission) permet d'abaisser le taux d'erreurs et donc d'améliorer la fiabilité de l'estimation de l'interférence et, par suite, celle des symboles transmis.

La structure du filtre (670_k) dépend du type de récepteur utilisé en (600_k). Nous examinerons successivement les deux types de récepteurs envisagés :

10 Si le filtre (600_k) est du premier type, le filtre (670_k) effectue les opérations suivantes :

$$x_{\ell,k}(t) = \sum_{i=1}^P w_{\ell,i,k}(t) \cdot u_{i,k}(t) \cdot \tilde{s}'(t - \hat{\tau}_{i,k}) \quad (9)$$

15 où les : $\hat{\tau}_{i,k}$ sont les temps de retard estimés des différents trajets i du canal k obtenus à partir des écarts temporels entre les pics de corrélation calculés en (410_k);

$u_{i,k}$ sont des coefficients complexes de pondération modélisant le canal « apparent », c'est-à-dire dont les différents trajets ont été pré-compensés en phase, vu par le module (440_k) de recombinaison de trajets ;

20 $w_{\ell,i,k}$ sont des coefficients complexes de pondération modélisant les différences de marche entre antennes et la pré-compensation de phase du module (420_k).

Selon une première variante de réalisation de l'invention, les coefficients $u_{i,k}$ sont choisis tels que : $u_{i,k} = c_{i,k}^*$, de manière analogue à l'algorithme MRC appliqué à la recombinaison de trajets. On reconstruit ainsi des termes multiplicatifs du canal
 25 correspondants aux atténuations et aux reliquats de déphasage appliqués dans (440_k).

Selon une seconde variante de réalisation, on considère que les reliquats de déphasage sont négligeables et donc que les coefficients $c_{i,k}$ sont essentiellement réels. On choisit alors :

30 $u_{i,k} = |c_{i,k}|$ ou bien $u_{i,k} = c_{i,k}$ ou encore $u_{i,k} = \text{Re}[c_{i,k}]$ (10)

où $\text{Re}[\cdot]$ représente la partie réelle.

De la même façon, on considère les coefficients $b_{\ell,i,k}$ comme des déphasages purs. Les termes $w_{\ell,i,k}$ alors sont choisis de manière à reconstruire les déphasages correspondants aux coefficients $b_{\ell,i,k}$ appliqués dans (420_k).

Selon une première variante de réalisation, on choisit alors :

$$w_{\ell,i,k} = \exp(j\psi_{\ell,i,k}) \text{ où } \psi_{\ell,i,k} = \text{Arctan}(\text{Im}[b_{\ell,i,k}] / \text{Re}[b_{\ell,i,k}]) \quad (11)$$

- 5 Selon une seconde variante de l'invention, on effectue une régression linéaire sur les valeurs $\psi_{\ell,i,k}$ telle que décrite dans la demande française FR-A-0011160 déposée le 29.8.2000 au nom de la demanderesse et incorporée ici par référence. Plus précisément, pour un trajet i donné, on cherche les valeurs $\hat{v}_{i,k}$ et $\hat{\phi}_{i,k}$ qui minimisent l'écart quadratique J :

$$10 \quad J(\hat{v}_{i,k}, \hat{\phi}_{i,k}) = \sum_{\ell=1}^L (\hat{v}_{i,k} + (\ell-1) \cdot \hat{\phi}_{i,k} - \psi_{\ell,i,k})^2 \quad (12)$$

Ces deux valeurs sont obtenues par annulation des dérivées partielles de la fonction J , on obtient alors :

$$15 \quad \hat{v}_{i,k} = \overline{\psi}_{i,k} - \hat{\phi}_{i,k} \cdot (\overline{\ell-1}) \quad (13)$$

$$\text{avec } \overline{\psi}_{i,k} = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L \psi_{\ell,i,k} \text{ et } \overline{\ell-1} = \frac{1}{L} \sum_{\ell=1}^L (\ell-1)$$

$$\text{et } \hat{\phi}_{i,k} = \frac{(\overline{\ell-1}) \cdot \overline{\psi_{\ell,i,k} - \psi_{\ell,i,k} \cdot \overline{\ell-1}}}{(\overline{\ell-1})^2 - \overline{\ell-1}} \quad (14)$$

- 20 où \bar{X} désigne la moyenne de X sur les L antennes. Grâce à l'équation (13), on peut alors calculer $\hat{v}_{i,k}$. A partir des valeurs $\hat{v}_{i,k}$ et $\hat{\phi}_{i,k}$ on choisit alors :

$$w_{\ell,i,k} = \exp(j(\hat{v}_{i,k} + (\ell-1) \cdot \hat{\phi}_{i,k})) \quad (15)$$

- 25 ce qui donne une estimation moins bruitée que celle fournie par l'équation (11).
Si maintenant le filtre (600_k) est du second type, le filtre (670_k) effectue les opérations suivantes :

$$x_{\ell,k}(t) = \sum_{i=1}^P w_{\ell,i,k}(t) \cdot u_{i,k}(t) \cdot \tilde{S}^*(t - \hat{v}_{i,k}) \quad (16)$$

Les coefficients $u_{i,k}$ sont obtenus en considérant que l'énergie du diagramme de rayonnement du formateur de voie relatif à un trajet est proportionnelle à l'atténuation subie par le signal le long de ce trajet. Si l'on note :

$$5 \quad \bar{b}_{i,k} = \begin{pmatrix} b_{1,i,k} \\ b_{2,i,k} \\ \vdots \\ b_{L,i,k} \end{pmatrix}, \quad g_{i,k} = \|\bar{b}_{i,k}\| \quad \text{et} \quad g_k = \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{i=1}^P g_{i,k}^2}$$

on choisit alors $u_{i,k} = g_{i,k} / g_k$ (17)

La norme $g_{i,k}$ peut, par exemple, être approximée par $g_{i,k} = \max_l |b_{l,i,k}|$ ou par

$$g_{i,k} = \bar{b}_{l,i,k} = 1/L \cdot \sum_{l=1}^L b_{l,i,k}.$$

10 Les coefficients $w_{l,i,k}$ sont obtenus, quant à eux, comme précédemment par l'équation (11) : $w_{l,i,k} = \exp(j\psi_{l,i,k})$ où $\psi_{l,i,k} = \text{Arctan}(\text{Im}[b_{l,i,k}] / \text{Re}[b_{l,i,k}])$ avec éventuellement élimination du bruit de phase par régression linéaire, comme indiqué par les relations (12) à (15).

Que l'on emploie un filtre du premier ou du second type, les coefficients $b_{l,i,k}$ et, 15 le cas échéant, $c_{i,k}$, doivent être initialisés à chaque itération.

Pour la première itération, les coefficients seront initialisés par les valeurs :

pour un récepteur du premier type :

$$20 \quad b_{l,i,k}(0) = \delta(\ell - \ell_0), \forall i \quad \text{et} \quad c_{i,k}(0) = c, \forall i \quad (18)$$

où δ est le symbole de Dirac, ℓ_0 est un numéro d'antenne et c un coefficient complexe donné ;

25 pour un récepteur du second type :

$$b_{l,i,k}(0) = b \cdot \delta(\ell - \ell_0), \forall i \quad (19)$$

où δ est le symbole de Dirac, ℓ_0 est un numéro d'antenne et b un coefficient 30 complexe donné.

Dans les deux cas, la configuration initiale choisie est une configuration omnidirectionnelle multi-trajet.

Alternativement, si l'on dispose d'une estimation initiale des coefficients d'atténuations, directions d'arrivée et rotations de phase des différents trajets, on pourra initialiser les coefficients, à la première itération, par les valeurs:

pour un récepteur du premier type :

$$b_{\ell,i,k}(0) = \exp(-j(\hat{\nu}_{i,k}(0) + 2\pi d / \lambda \cos \hat{\theta}_{i,k}(0) \cdot (\ell-1))) \text{ et } c_{i,k}(0) = \hat{\alpha}_{i,k}(0) \quad (20)$$

pour un récepteur du second type :

$$b_{\ell,i,k}(0) = \hat{\alpha}_{i,k}(0) \cdot \exp(-j(\hat{\nu}_{i,k}(0) + 2\pi d / \lambda \cos \hat{\theta}_{i,k}(0) \cdot (\ell-1))) \quad (21)$$

où $\hat{\theta}_{i,k}(0)$, $\hat{\nu}_{i,k}(0)$, $\hat{\alpha}_{i,k}(0)$ sont respectivement les estimations initiales des directions d'arrivée, rotations de phase et coefficients d'atténuation pour les différents trajets.

A la seconde itération et aux itérations ultérieures les coefficients $b_{\ell,i,k}$ et, le cas échéant, $c_{i,k}$ sont initialisés par les valeurs des coefficients obtenues en fin d'adaptation à l'itération précédente. Plus précisément, si l'on convient d'initialiser le temps à zéro au début de chaque nouvelle itération et si l'on note T la longueur du bloc de symboles traités par une itération, on choisit :

$$b_{\ell,i,k}^{(n)}(0) = b_{\ell,i,k}^{(n-1)}(T) \quad (22)$$

où l'indice n indique le numéro de l'itération.

Si le processus d'adaptation n'a pas convergé à l'itération précédente, c'est-à-dire, par exemple, si les modules du ou des signaux d'erreur sont supérieurs à un seuil prédéterminé au cours de cette itération, on pourra préférer réinitialiser lesdits coefficients à des valeurs données par (18), (19) ou (20), (21). On pourra également utiliser comme valeurs initiales, une moyenne, éventuellement pondérée par un coefficient d'oubli δ , des valeurs finales des itérations précédentes, soit encore:

$$b^{(n)}_{\ell,i,k}(0) = \sum_{m=1}^M \delta^m b^{(n-m)}_{\ell,i,k}(T) \quad (23)$$

Après la phase d'initialisation des coefficients, il importe de préciser quelles consignes $q_k(t)$ sont utilisées par les récepteurs (600_k) : on pourra utiliser des symboles pilotes ou des symboles \hat{s}_k obtenus après décision souple ou dure en sortie de (610_k) ou bien encore des symboles obtenus après décodage/recodage canal en sortie de (650_k). Afin de ne pas retarder la contre-réaction du signal d'erreur par l'attente des opérations (610_k) à (650_k), les valeurs des symboles obtenues à l'itération précédente seront avantageusement utilisées, c'est-à-dire :

$$q^{(n)}_k(t) = \hat{s}^{(n-1)}_k(t) \quad (24)$$

où $q^{(n)}_k(t)$ désigne la consigne utilisée au temps t de l'itération n .

On peut également envisager de prendre comme consigne une moyenne pondérée entre un symbole en sortie de (610_k) de l'itération courante et le symbole correspondant en sortie de (650_k) de l'itération précédente soit :

$$q^{(n)}_k(t) = \eta \cdot \hat{s}^{(n-1)}_k(t) + (1-\eta) \cdot \hat{s}^{(n)}_k(t) \quad \text{où } \eta \text{ est un coefficient de pondération } (0 \leq \eta \leq 1).$$

La Fig. 7 illustre un dispositif de détection multi-utilisateur selon un second exemple de réalisation de l'invention.

A la différence de la Fig. 6, l'élimination de l'interférence est ici réalisée en une série de K étapes, K étant le nombre d'utilisateurs. Les contributions des différents utilisateurs aux signaux reçus sont ordonnées par ordre de puissance décroissante. Pour chaque utilisateur, on sommera par exemple les modules au carré des sorties des filtres adaptés de l'utilisateur reliés aux différentes antennes et l'on comparera les sommes obtenues.

Pour simplifier le schéma un seul étage a été représenté, chaque étage effectuant une étape d'élimination. Chaque étage comporte en entrée un récepteur (700_k) du premier type ou du second type, tels qu'illustrés respectivement en Figs. 4 et 5. Le récepteur du premier étage reçoit les L signaux d'antennes et le récepteur d'un étage ultérieur reçoit les L signaux de sortie de l'étage précédent. En sortie du récepteur, on

procède comme déjà décrit pour la Fig. 6 à une décision souple ou dure sur les symboles (710_k), une démodulation (720_k), un désentrelacement et un décodage canal (730_k), un recodage canal et entrelacement (740_k), une remodulation (750_k) et un réétalement (760_k) des symboles puis un filtrage de reconstruction (770_k). Les filtres (770_k) sont identiques aux filtres (670_k) déjà décrits. Les L signaux de sortie de (770_k) sont ensuite soustraits en (780_k) aux L signaux d'entrée de l'étage k pour fournir les L signaux d'entrée de l'étage $k+1$. On élimine ainsi successivement les contributions des différents utilisateurs en commençant par celles qui créent les plus fortes interférences. Les sorties des filtres de reconstruction (770_k) des différents étages 1.. K peuvent être utilisées, comme celles des filtres de reconstruction (670_k) de la Fig. 6, afin de régénérer, pour chaque utilisateur k , sa contribution aux signaux d'antennes, sous la forme d'un L -uplet ($x_{t,k}$). Les contributions des différents utilisateurs sont soustraites une à une par les sommateurs (780_k) des différents étages.

Les remarques faites ci-dessus concernant l'initialisation des coefficients pour la première itération s'appliquent ici pour les séquences des différents utilisateurs. Autrement dit, à chaque séquence d'un utilisateur on initialise les coefficients par (18) ou (20) si le récepteur utilisé est du premier type et par (19) ou (21) si le récepteur utilisé est du second type.

En outre, on peut envisager de faire suivre une phase d'élimination série (Fig. 7) par une phase d'élimination parallèle (Fig. 6). Plus généralement, on peut grouper les canaux par « paquets » correspondant à des utilisateurs de même région spatiale ou de puissances voisines, on peut traiter les interférences entre paquets tout d'abord, puis les interférences entre utilisateurs de même paquet ensuite. Le traitement inter-paquet peut être d'un type (série ou parallèle) distinct de celui intra-paquet.

La Fig. 8a représente un dispositif de détection multi-utilisateur selon un quatrième mode de réalisation de l'invention.

Ce mode de réalisation étend le mode d'élimination parallèle au sens où il intègre désormais une fonction de « multi-égalisation » que nous expliciterons plus loin. Les numéros de référence indiqués sont les translatés de ceux de la Fig. 6 lorsqu'ils correspondent à des fonctions identiques. Le dispositif représenté en Fig. 8a diffère néanmoins de celui de la Fig. 6 en ce qu'il comprend un filtre linéaire (805) en amont des modules de décision (810_k). Ce filtrage a pour but de prendre en compte les sorties des récepteurs du premier type ou du second type (800_k) à différents instants d'échantillonnage dans l'élimination de l'interférence. Le filtre (805) est un filtre

temporel linéaire transverse qui joue un rôle équivalent à celui d'un égaliseur linéaire transverse classique lorsqu'un seul utilisateur est considéré. A la différence de ce dernier cependant, le filtre (805) est un filtre matriciel qui opère sur des vecteurs de taille K et utilise donc des matrices de taille $K \times K$ au lieu de coefficients scalaires, le nombre de telles matrices correspondant au nombre de prises temporelles du filtre. Les coefficients diagonaux des différentes matrices permettent l'égalisation proprement dite alors que les coefficients hors des diagonales permettent de prendre en compte les réponses temporelles des différents canaux dans la réjection de l'interférence entre utilisateurs. Tout comme son homologue mono-utilisateur le filtre transversal (805) peut être optimisé par une technique connue comme celle de forçage à zéro (Zero Forcing ou ZF) ou de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (Minimum Mean Square Error ou MMSE).

La Fig. 8b représente de manière équivalente le dispositif de la Fig. 8a en faisant ressortir le caractère de traitement vectoriel des différents modules (800) à (880) chaque module intégrant respectivement les modules $(800_1, \dots, 800_K), \dots, (880_1, \dots, 880_K)$ de la Fig. 8a (par exemple, le module (800) est une batterie de récepteurs du premier ou du second type). Le filtre matriciel (805) reste bien entendu inchangé.

La Fig. 9 représente un dispositif de détection multi-utilisateur selon un cinquième mode de réalisation de l'invention.

Ce mode de réalisation transpose la technique d'égalisation par retour de décision (Decision Feedback ou DF) au contexte multi-utilisateur. Les modules (900), (910), ..., (980) sont des modules identiques aux modules (800), (810), ..., (880) de la Fig. 8, chaque module opérant, on l'a dit, sur un vecteur à K composantes. Le dispositif comprend un filtre transverse précurseur (905) identique au filtre (805) et un filtre postcurseur (907) filtrant le vecteur des symboles \hat{s}_k en sortie du module (950). La sortie du filtre postcurseur est soustraite (906) à l'entrée du module de décision (910). L'ensemble constitué par le filtre transverse (905) et le filtre de contre-réaction (907) peut être là aussi optimisé selon une technique connue, ZF ou MMSE par exemple.

Le filtre postcurseur (907) doit être causal de manière à assurer que l'on n'ait pas à retrancher la contribution d'échantillons temporels non encore disponibles au moment de la soustraction à l'échantillon courant. Ceci peut notamment imposer des contraintes sur la longueur de l'entrelacement. Alternativement, le filtre postcurseur (907) filtrera le vecteur de symboles \hat{s}_k en sortie du module de décision (910) ce qui

permettra de relaxer la contrainte de causalité au prix toutefois de l'abandon du bénéfice du décodage canal dans l'évaluation de l'interférence inter-symbole par le filtre postcurseur.

5 Les modes de réalisation illustrés en Fig. 8a,b et 9 utilisent tous deux une
« multi-égalisation » dérivée de l'égalisation mono-utilisateur symbole par symbole. Il
est cependant clair pour l'homme du métier que l'invention est également susceptible
de généralisation à la famille des techniques d'égalisation à estimation de séquences
de symboles, à savoir MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation), DDFSE
(Delayed Decision Feedback Sequence Estimation), RSSE (Reduced State Sequence
10 Estimation) etc. Toutes ces techniques sont également transposables au moyen de
l'invention à la situation multi-utilisateur.

Bien que l'invention ait été essentiellement illustrée, pour des raisons de
commodité au moyen de modules exécutant certaines fonctions, il est clair cependant
que toutes ou une partie seulement de ces fonctions peuvent être exécutées par un
15 processeur programmé à cet effet.

REVENDECATIONS

1) Méthode de détection multi-utilisateur avec élimination d'interférence entre utilisateurs, chaque utilisateur transmettant des données modulées sous forme de symboles sur un canal de transmission, chaque canal de transmission (k) comprenant au moins un trajet de propagation (i) et chaque trajet de propagation arrivant sur un réseau d'antennes (ℓ) de réception selon une direction d'arrivée ($\theta_{i,k}$), la méthode
 5 comprenant au moins une séquence d'étapes pour chaque utilisateur (k), caractérisée en ce que chaque séquence comprend :

(a) une étape de réception ($600_k, 700_k, 800_k, 800, 900$) décomposant chaque signal d'antenne en des signaux filtrés ($x_{\ell,i,k}$) issus des différents trajets (i) dudit
 10 utilisateur (k) et combinant lesdits signaux filtrés au moyen d'une première pluralité de coefficients ($b_{\ell,i,k}, c_{i,k}$) pour former une estimation (z_k) du signal transmis par l'utilisateur ;

(b) une étape d'estimation ($670_k, 770_k, 870_k, 870, 970$) de la contribution (($x_{\ell,k}$) $\ell=1..L$) de l'utilisateur aux signaux reçus par les différentes antennes à partir de
 15 ladite estimation du signal transmis et d'une seconde pluralité ($u_{i,k}, w_{\ell,i,k}$) de coefficients obtenus à partir de ladite première pluralité de coefficients ;

(c) une étape d'élimination d'interférence ($680_k, 780_k, 880_k, 880, 980$) soustrayant aux signaux d'antennes la contribution estimée à l'étape (b) pour obtenir des signaux d'antennes épurés ;

20 les signaux d'antennes épurés fournis par au moins une première séquence étant utilisés comme signaux d'antennes par au moins une seconde séquence.

2) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 1, caractérisée en ce que la première pluralité de coefficients comprend un premier jeu de coefficients complexes ($b_{\ell,i,k}$) et un second jeu de coefficients complexes ($c_{i,k}$) et que
 25 les signaux filtrés ($x_{\ell,i,k}$) sont soumis à une étape (420_k) de formation de voie pour former des signaux de trajets ($y_{i,k}$) au moyen dudit premier jeu, lesdits signaux de trajets étant ensuite linéairement combinés (440_k) au moyen dudit second jeu pour fournir ladite estimation (z_k) du signal transmis, les coefficients dudit premier jeu étant adaptés de manière à minimiser une pluralité de premiers signaux d'erreur
 30 ($\varepsilon_{i,k}$) entre une valeur de consigne (q_k) du signal transmis et lesdits signaux de trajets ($y_{i,k}$), les coefficients dudit second jeu étant adaptés de manière à minimiser

un second signal d'erreur (ε''_k) entre ladite estimation (z_k) et ladite valeur de consigne.

3) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 2, caractérisée en ce que ladite seconde pluralité ($w_{\ell,i,k}, u_{i,k}$) de coefficients comprend un premier jeu
5 de coefficients complexes ($w_{\ell,i,k}$) et un second jeu ($u_{i,k}$) de coefficients complexes, les coefficients ($w_{\ell,i,k}$) dudit premier jeu de la seconde pluralité étant obtenus à partir des arguments des coefficients ($b_{\ell,i,k}$) du premier jeu de la première pluralité et les coefficients ($u_{i,k}$) dudit second jeu de la seconde pluralité étant obtenus à partir des coefficients ($c_{i,k}$) dudit second jeu de la première pluralité.

10 4) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 3, caractérisée en ce que les coefficients ($u_{i,k}$) dudit second jeu de la seconde pluralité étant obtenus par conjugaison des coefficients ($c_{i,k}$) dudit second jeu de la première pluralité.

5) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 3 ou 4, caractérisée en ce que les coefficients ($w_{\ell,i,k}$) dudit premier jeu de la seconde pluralité
15 sont obtenus à partir d'une régression linéaire sur les arguments des coefficients ($b_{\ell,i,k}$) du premier jeu de la première pluralité.

6) Méthode de détection multi-utilisateur selon l'une des revendications 2 à 5, caractérisée en ce qu'à la première séquence,

les coefficients ($b_{\ell,i,k}$) du premier jeu de la première pluralité sont initialisés par
20 $b_{\ell,i,k}(0) = \delta(\ell - \ell_0), \forall i$ où δ est le symbole de Dirac, ℓ_0 est un numéro d'antenne;

et que les coefficients ($c_{i,k}$) du second jeu de la première pluralité sont initialisés par $c_{i,k}(0) = c, \forall i$ où c est un coefficient complexe donné .

7) Méthode de détection multi-utilisateur selon l'une des revendications 2 à 5, caractérisée en ce qu'à la première séquence, les coefficients ($b_{\ell,i,k}$) du premier jeu de
25 la première pluralité sont initialisés par $b_{\ell,i,k}(0) = \exp(-j(\hat{v}_{i,k}(0) + 2\pi d/\lambda \cdot \cos \hat{\theta}_{i,k}(0) \cdot (\ell - 1)))$ et que les coefficients ($c_{i,k}$) du second jeu de la première pluralité sont initialisés par $c_{i,k}(0) = \hat{\alpha}_{i,k}(0)$ où $\hat{\theta}_{i,k}(0)$, $\hat{v}_{i,k}(0)$, $\hat{\alpha}_{i,k}(0)$ sont respectivement des estimations des directions d'arrivée, rotations de phase et coefficients d'atténuation pour les différents trajets.

30 8) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 1, caractérisée en ce que la première pluralité de coefficients est constituée par un jeu de coefficients complexes ($b_{\ell,i,k}$) et que les signaux filtrés ($x_{\ell,i,k}$) sont linéairement combinés (z_k) au moyen dudit jeu pour fournir ladite estimation (z_k) du signal

transmis, les coefficients dudit jeu étant adaptés de manière à minimiser un signal d'erreur (ε_k) entre ladite estimation (z_k) et une valeur de consigne (q_k).

- 9) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 8, caractérisée en ce que ladite seconde pluralité ($w_{l,i,k}, u_{i,k}$) de coefficients comprend un premier jeu de coefficients complexes ($w_{l,i,k}$) et un second jeu de coefficients complexes ($u_{i,k}$), les coefficients ($u_{i,k}$) dudit second jeu de la seconde pluralité étant obtenus par :

$$u_{i,k} = g_{i,k} / g_k \text{ où } g_{i,k} \text{ est une estimation de la norme du sous-vecteur } \bar{b}_{i,k} = \begin{pmatrix} b_{1,i,k} \\ b_{2,i,k} \\ \vdots \\ b_{L,i,k} \end{pmatrix}, L \text{ étant}$$

- le nombre d'antennes du réseau, et où g_k est une moyenne des $g_{i,k}$ sur les différents trajets, les coefficients ($w_{l,i,k}$) dudit premier jeu de la seconde pluralité étant obtenus à partir des arguments des coefficients ($b_{l,i,k}$) dudit jeu de la première pluralité.

- 10) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 8 ou 9, caractérisée en ce qu'à la première séquence, les coefficients ($b_{l,i,k}$) dudit jeu de la première pluralité sont initialisés par $b_{l,i,k}(0) = b \cdot \delta(\ell - \ell_0), \forall i$ où δ est le symbole de Dirac, ℓ_0 est un numéro d'antenne et b un coefficient complexe donné.

- 11) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 8 ou 9, caractérisée en ce qu'à la première séquence, les coefficients ($b_{l,i,k}$) dudit jeu de la première pluralité sont initialisés par $b_{l,i,k}(0) = \hat{\alpha}_{i,k}(0) \cdot \exp(-j(\hat{\nu}_{i,k}(0) + 2\pi d / \lambda \cdot \cos \hat{\theta}_{i,k}(0) \cdot (\ell - 1)))$ où $\hat{\theta}_{i,k}(0)$, $\hat{\nu}_{i,k}(0)$, $\hat{\alpha}_{i,k}(0)$ sont respectivement des estimations des directions d'arrivée, rotations de phase et coefficients d'atténuation pour les différents trajets.

- 12) Méthode de détection multi-utilisateur selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que, pour un utilisateur donné (k), l'interférence est éliminée en soustrayant ($680_k, 880_k, 880, 980$) aux signaux d'antennes les contributions de tous les autres utilisateurs.

- 13) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 12, caractérisée en ce que chaque séquence comprend une étape d'estimation ($610_k, 710_k, 810_k, 810, 910$) des symboles transmis à partir de l'estimation du signal transmis (z_k) pour obtenir des premiers symboles estimés (\hat{s}_k), une étape de démodulation ($620_k, 720_k, 820_k, 820, 920$) des premiers symboles estimés (\hat{s}_k) pour obtenir des données estimées (\hat{d}_k), une étape de décodage canal ($630_k, 730_k, 830_k, 830, 930$) desdites données estimées suivi d'un recodage canal ($640_k, 740_k, 840_k, 840, 940$) et d'une remodulation ($650_k, 750_k, 850_k, 850, 950$) pour obtenir des seconds symboles estimés (\hat{s}'_k).

14) Méthode de détection multi-utilisateur selon les revendications 2 et 13, ou 8 et 13, caractérisée en ce que la valeur de consigne ($q^{(n)}_k$) pour un signal transmis, utilisée à la seconde séquence ou à une séquence ultérieure (n), est le second symbole estimé ($\hat{s}^{(n-1)}_k$) obtenu pour ce signal à la séquence précédente.

5 15) Méthode de détection multi-utilisateur selon les revendications 2 et 14, ou 8 et 14, caractérisée en ce que la valeur de consigne ($q^{(n)}_k$) pour un signal transmis, utilisée à la seconde séquence ou à une séquence ultérieure (n), est une combinaison du premier symbole estimé ($\hat{s}^{(n)}_k$) obtenu pour ce signal à la séquence courante et du second symbole estimé ($\hat{s}^{(n-1)}_k$) obtenu pour ce signal à la séquence précédente.

10 16) Méthode de détection multi-utilisateur selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce qu'à la seconde séquence et aux séquences ultérieures, les coefficients de la première pluralité d'une séquence sont initialisés à partir des valeurs de coefficients de la première pluralité de la séquence précédente.

15 17) Méthode de détection multi-utilisateur selon l'une des revendications 1 à 11, caractérisée en ce que les utilisateurs sont classés par ordre de puissance reçue et que l'interférence est éliminée en soustrayant (780_k) l'une après l'autre les contributions des différents utilisateurs en commençant par les utilisateurs de plus fortes puissances reçues.

20 18) Méthode de détection multi-utilisateur selon les revendications 6 et 17, caractérisée en ce que, pour chaque séquence d'un utilisateur (k), les coefficients ($b_{\ell,i,k}$) du premier jeu de la première pluralité sont initialisés par $b_{\ell,i,k}(0) = \delta(\ell - \ell_0)$, $\forall i$ où δ est le symbole de Dirac, ℓ_0 est un numéro d'antenne;

et que les coefficients ($c_{i,k}$) du second jeu de la première pluralité sont initialisés par $c_{i,k}(0) = c$, $\forall i$ où c est un coefficient complexe donné.

25 19) Méthode de détection multi-utilisateur selon les revendications 7 et 17, caractérisée en ce que, pour chaque séquence d'un utilisateur (k), les coefficients ($b_{\ell,i,k}$) du premier jeu de la première pluralité sont initialisés par $b_{\ell,i,k}(0) = \exp(-j(\hat{v}_{i,k}(0) + 2\pi d/\lambda \cos \hat{\theta}_{i,k}(0) \cdot (\ell - 1)))$ et que les coefficients ($c_{i,k}$) du second jeu de la première pluralité sont initialisés par $c_{i,k}(0) = \hat{c}_{i,k}(0)$ où $\hat{\theta}_{i,k}(0)$, $\hat{v}_{i,k}(0)$, $\hat{c}_{i,k}(0)$ sont respectivement des estimations des directions d'arrivée, rotations de phase et coefficients d'atténuation pour les différents trajets.

30 20) Méthode de détection multi-utilisateur selon les revendications 10 et 17, caractérisée en ce que, pour chaque séquence d'un utilisateur (k), les coefficients

$(b_{\ell,i,k})$ dudit jeu de la première pluralité sont initialisés par $b_{\ell,i,k}(0)=b \cdot \delta(\ell-\ell_0), \forall i$ où δ est le symbole de Dirac, ℓ_0 est un numéro d'antenne et b un coefficient complexe donné.

21) Méthode de détection multi-utilisateur selon les revendications 11 et 17,
 5 caractérisée en ce que, pour chaque séquence d'un utilisateur (k), les coefficients $(b_{\ell,i,k})$ dudit jeu de la première pluralité sont initialisés par $b_{\ell,i,k}(0)=\hat{\alpha}_{i,k}(0) \cdot \exp(-j(\hat{\nu}_{i,k}(0)+2\pi d/\lambda \cdot \cos \hat{\theta}_{i,k}(0) \cdot (\ell-1)))$ où $\hat{\theta}_{i,k}(0)$, $\hat{\nu}_{i,k}(0)$, $\hat{\alpha}_{i,k}(0)$ sont respectivement des estimations des directions d'arrivée, rotations de phase et coefficients d'atténuation pour les différents trajets.

10 22) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 12, caractérisée en ce que les estimations des signaux transmis des utilisateurs étant considérées comme un vecteur d'estimations à K composantes où K est le nombre d'utilisateurs, ledit vecteur est soumis à un filtrage matriciel transverse (805,905).

15 23) Méthode de détection multi-utilisateur selon la revendication 22, caractérisée en ce que les symboles estimés des utilisateurs étant considérés comme un vecteur de symboles à K composantes, ledit vecteur de symboles est soumis à un filtrage matriciel postcurseur (907) et la sortie de ce filtrage est soustraite, vecteur à vecteur, à la sortie du filtrage matriciel transverse (905).

20 24) Dispositif de détection multi-utilisateur, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens adaptés à mettre en œuvre la méthode selon l'une des revendications précédentes.

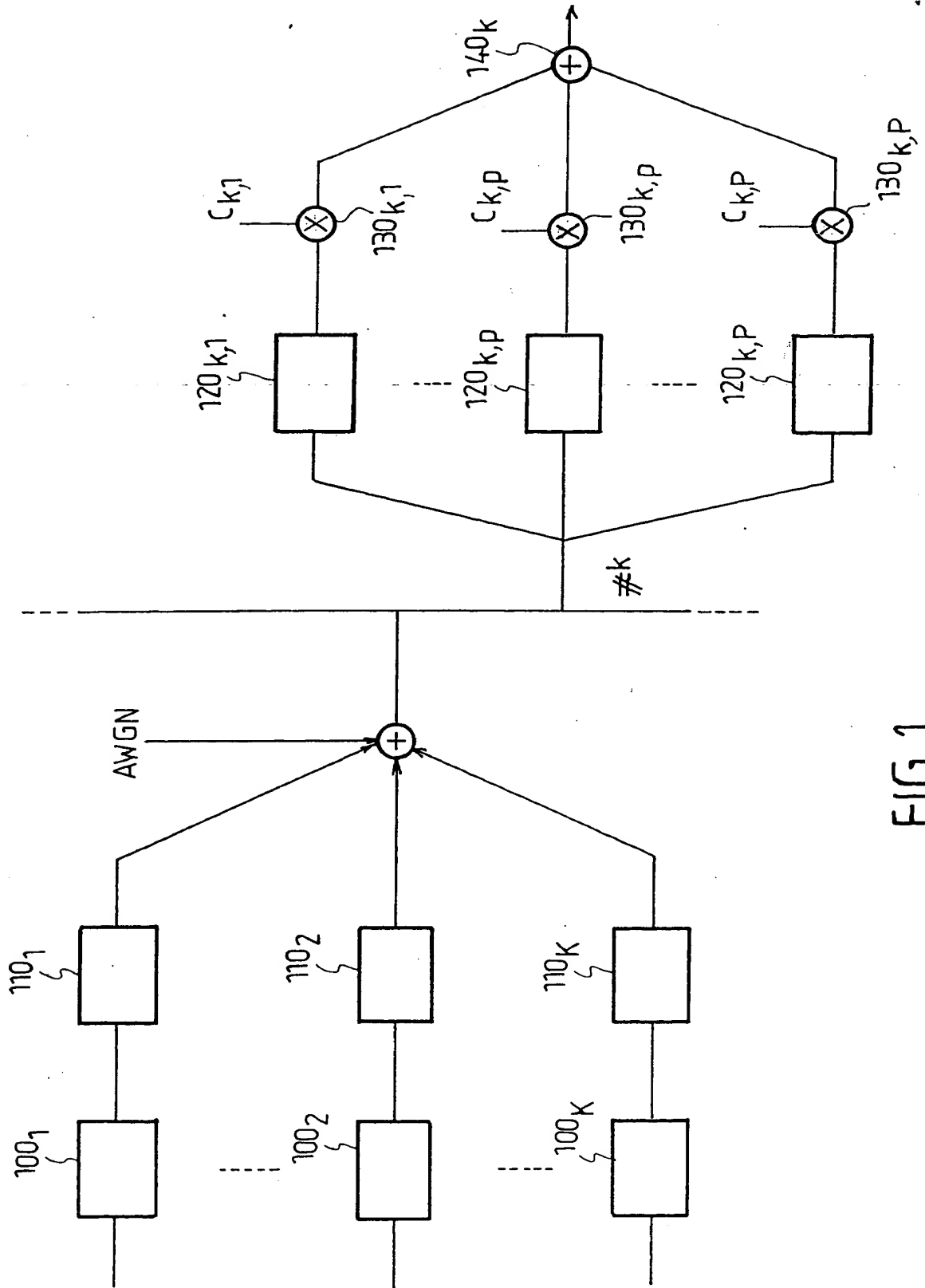


FIG. 1

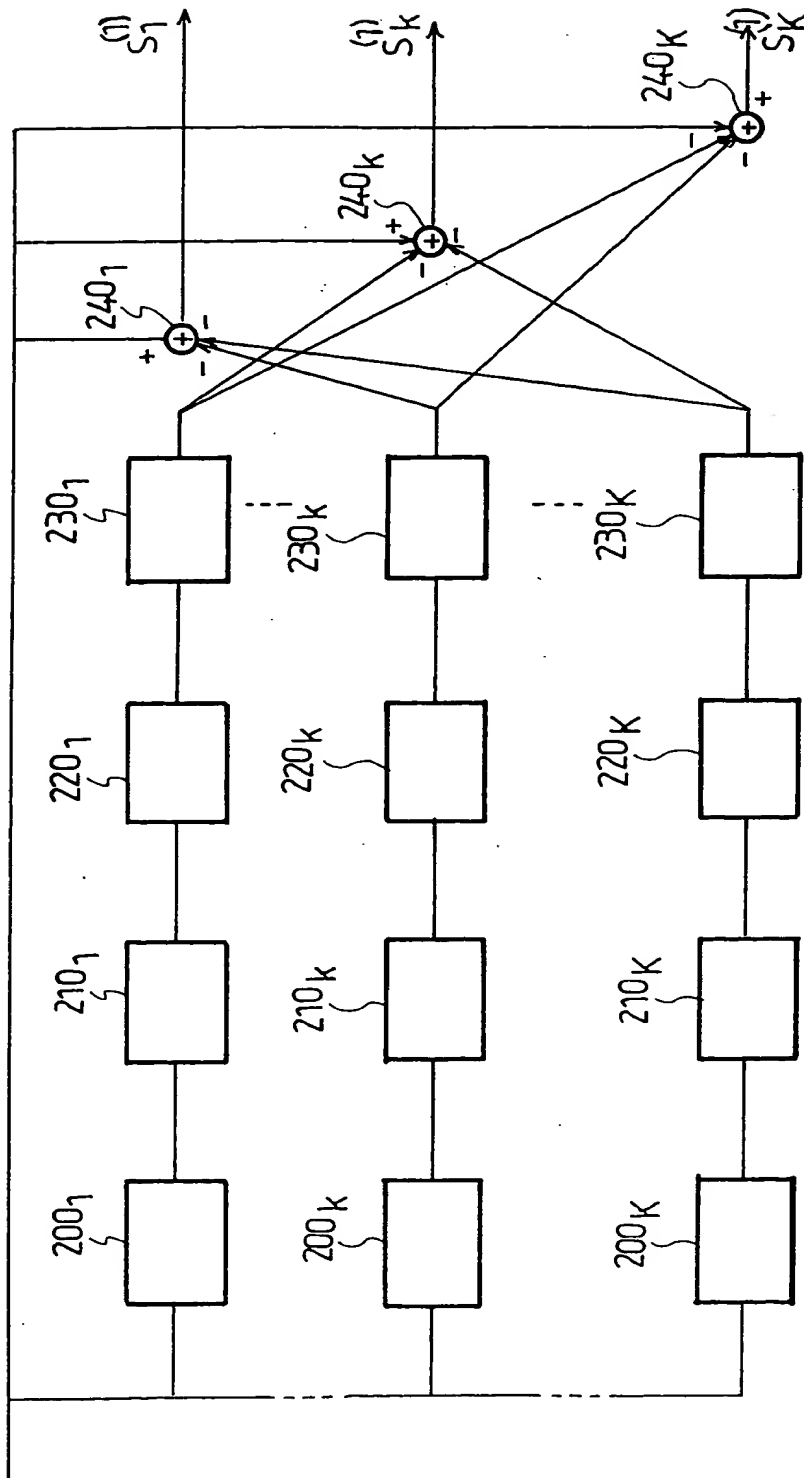


FIG. 2

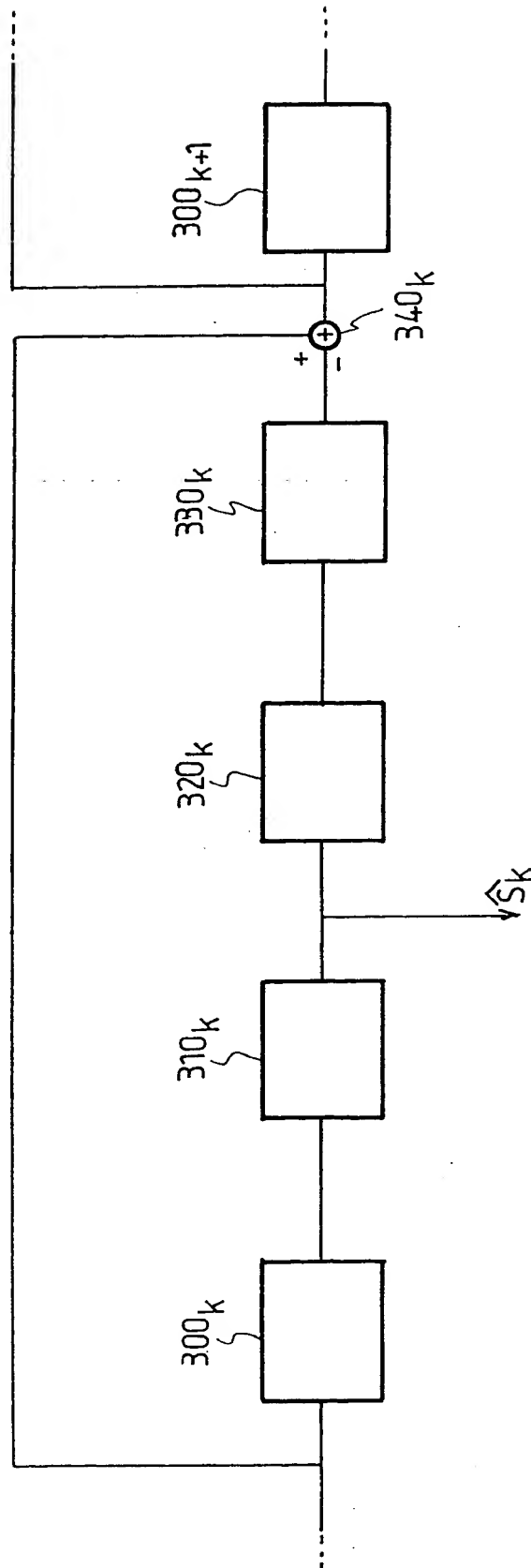


FIG.3

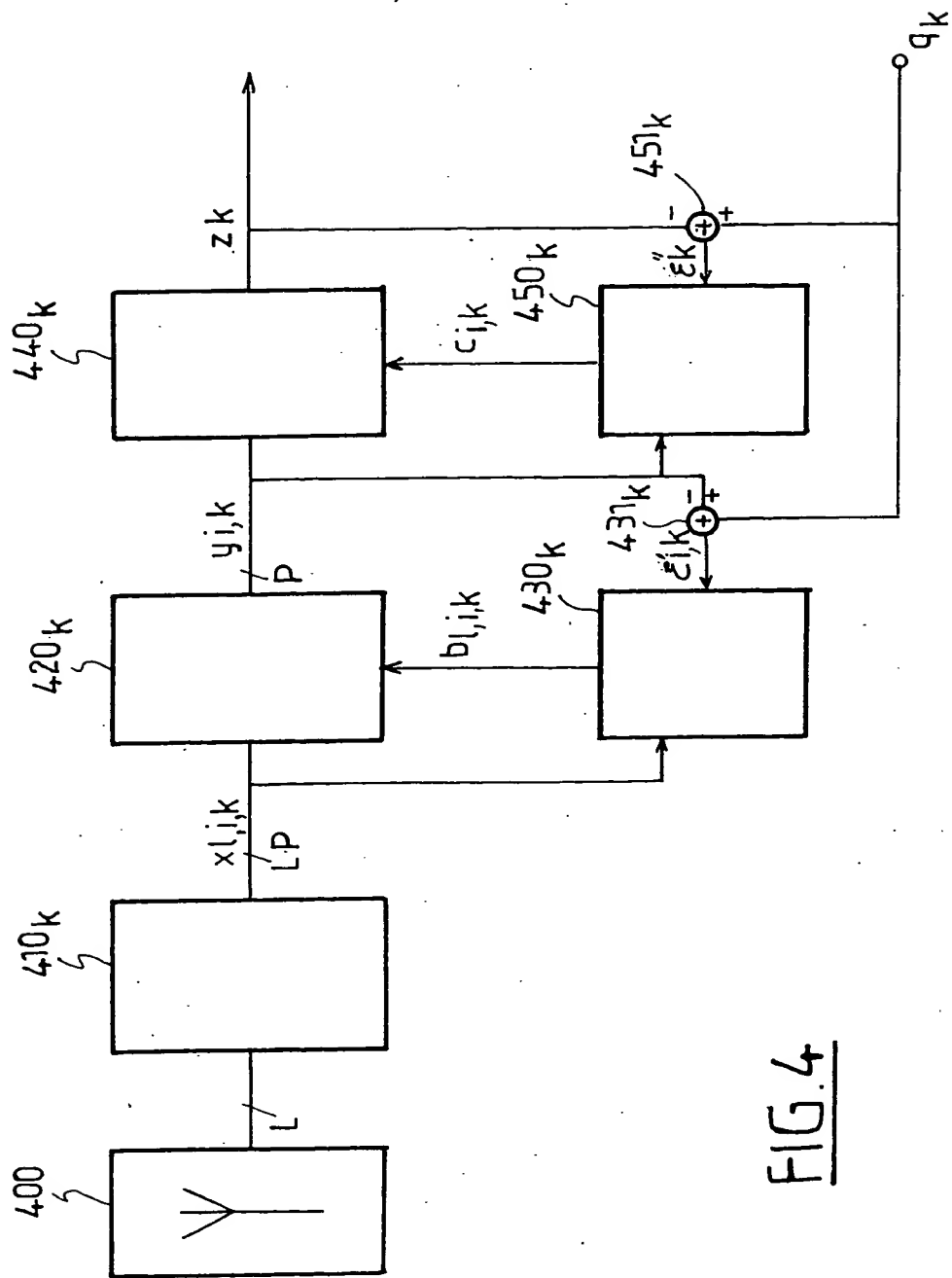


FIG.4

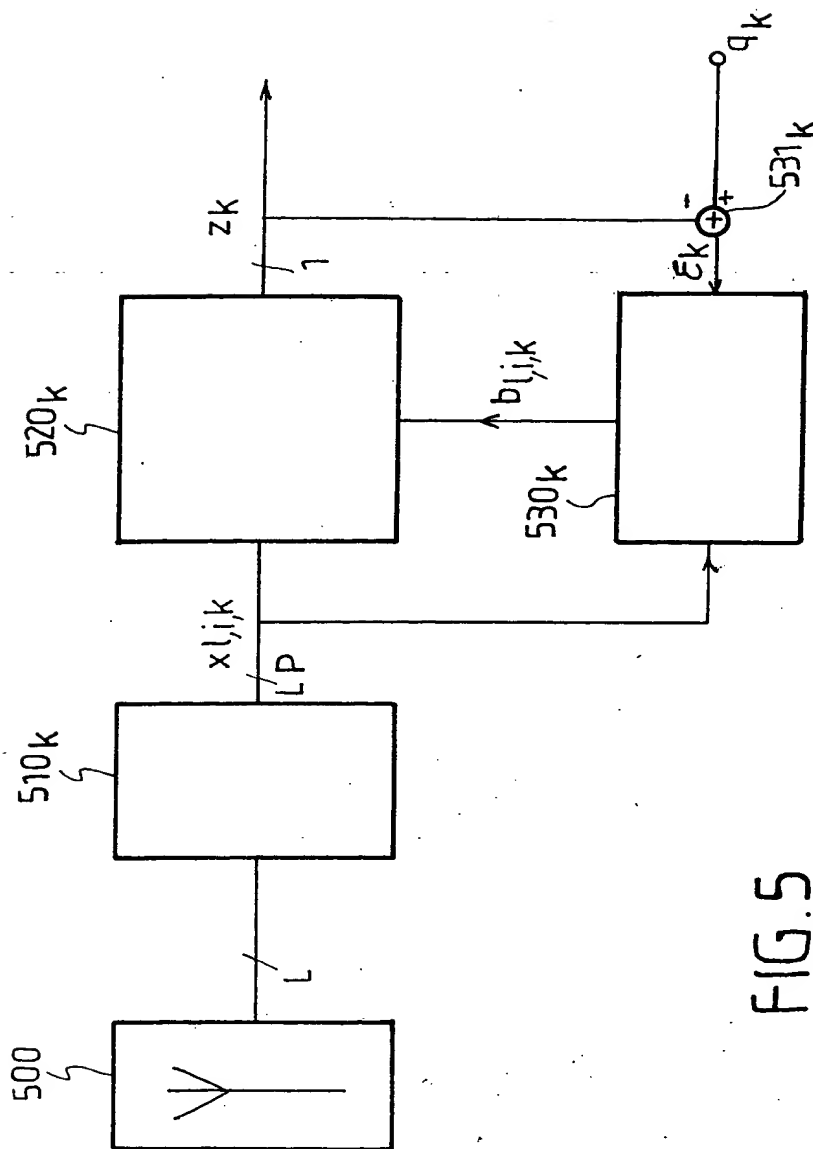


FIG. 5

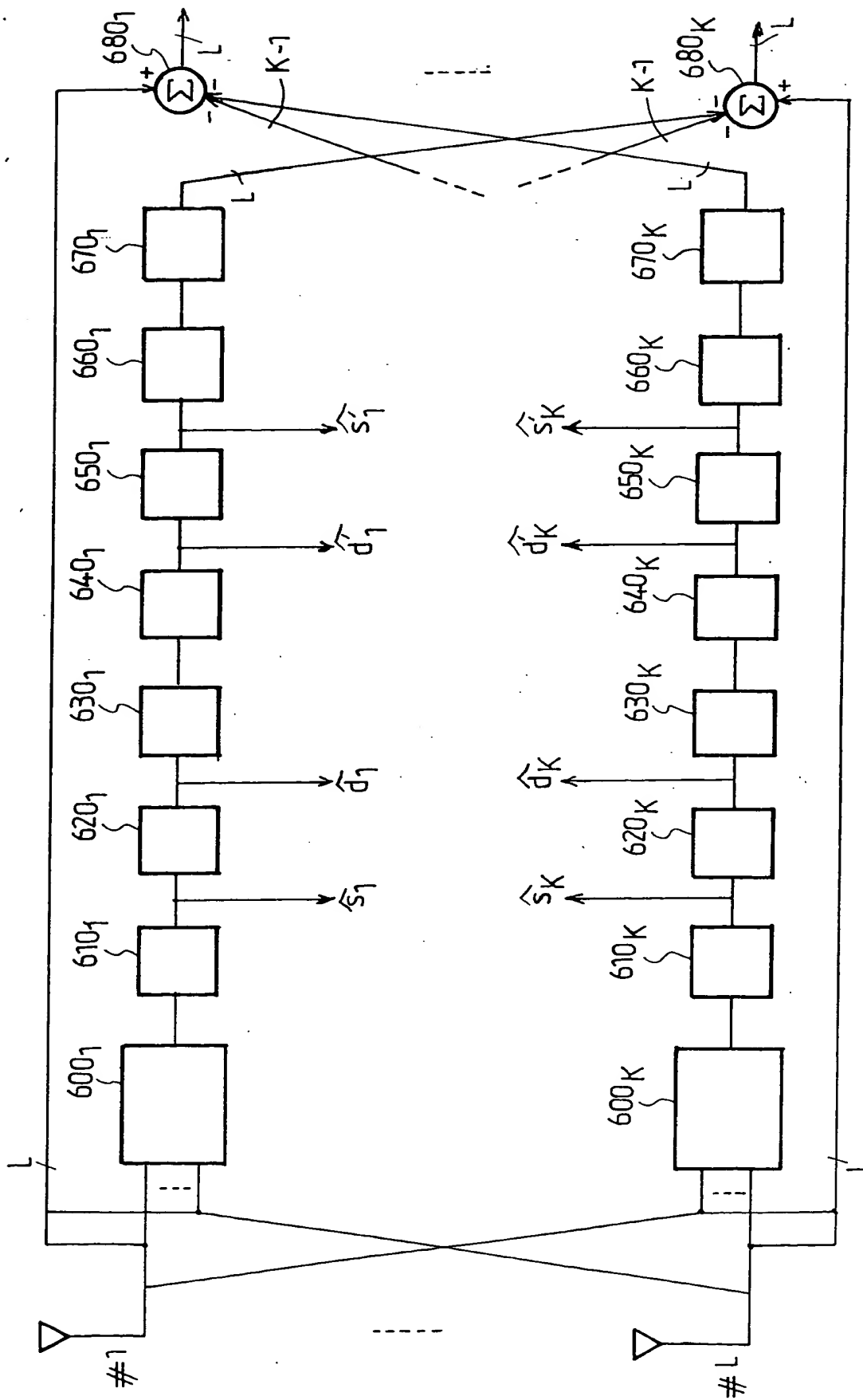


FIG.6

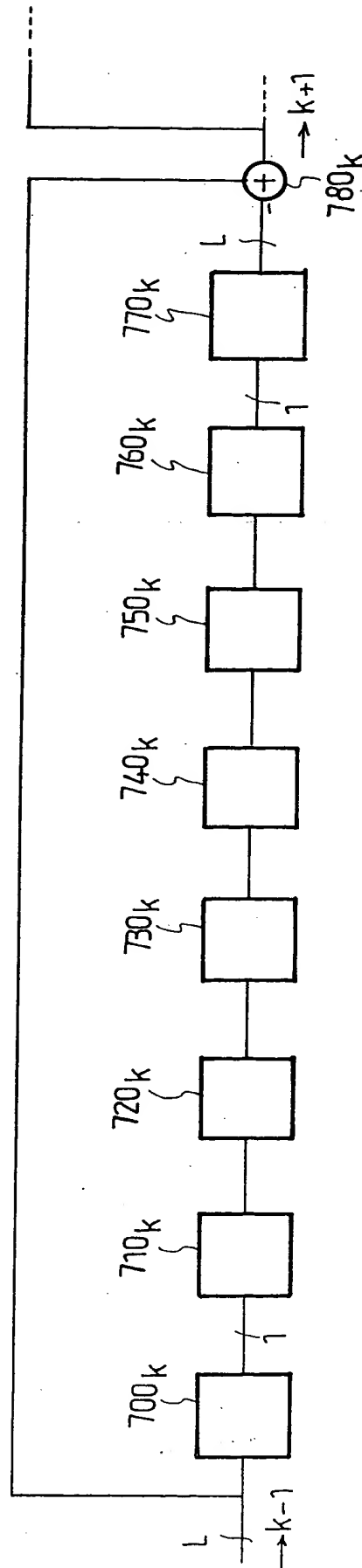


FIG. 7

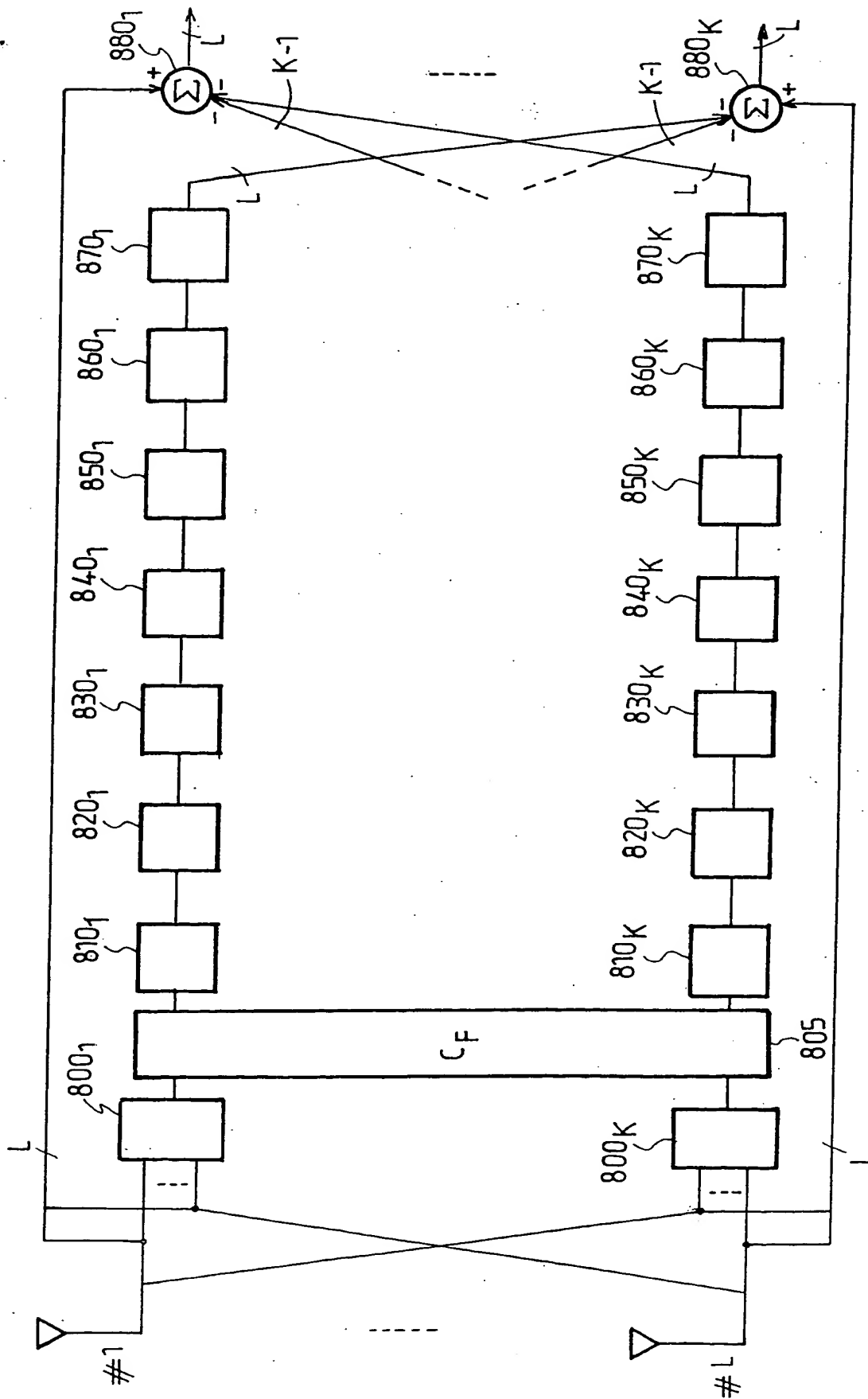


FIG. 8a

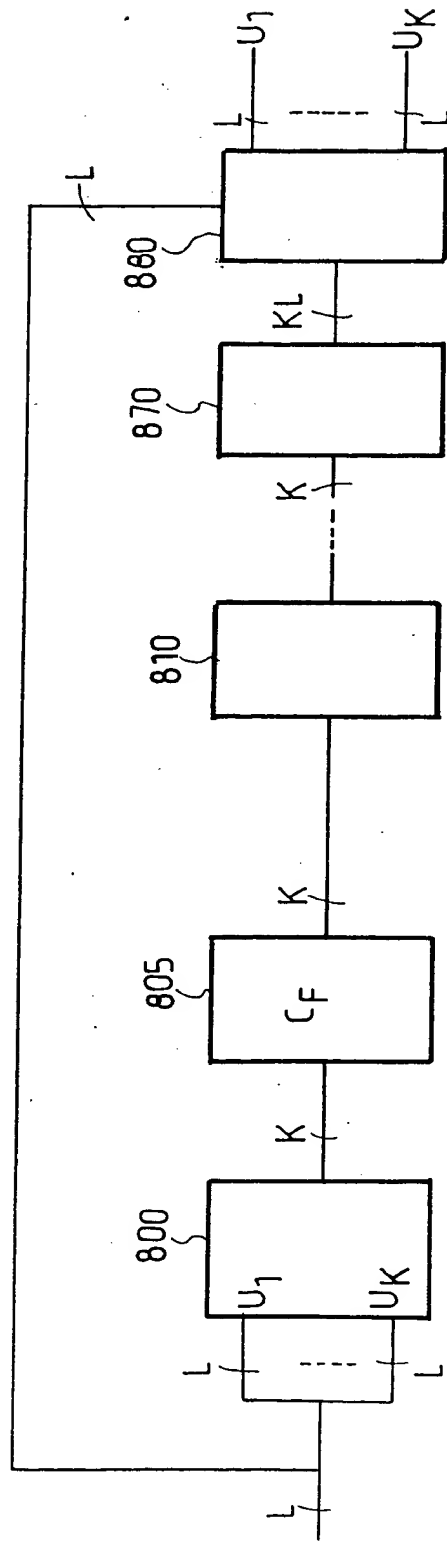


FIG. 8b

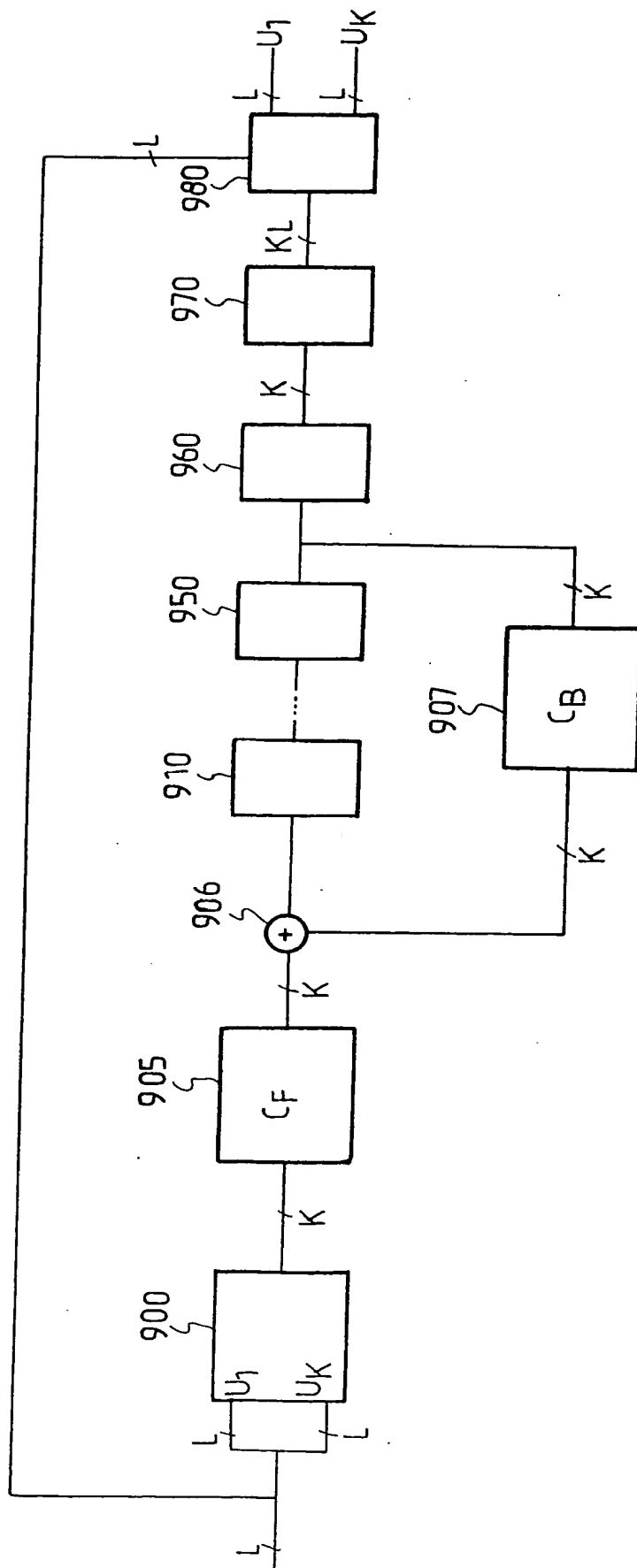


FIG. 9

THIS PAGE BLANK (USPTO)



22850

(703) 413-3000

DOCKET NO.: 213280US2
INVENTOR: David MOTTIER